

#5 Priority
Paper
Sms 7-26-00

S/N Unknown

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant:	ANDRE	Examiner:	Unknown
Serial No.:	Unknown	Group Art Unit:	Unknown
Filed:	March 6, 2000	Docket No.:	9320.100US01
Title:	RADIOFREQUENCY TRANSMITTER WITH A HIGH DEGREE OF INTEGRATION AND POSSIBLY WITH SELF-CALIBRATING IMAGE DELETION		



CERTIFICATE UNDER 37 CFR 1.10

'Express Mail' mailing label number: EL435546999US

Date of Deposit: March 6, 2000

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service 'Express Mail Post Office To Addressee' service under 37 CFR 1.10 on the date indicated above and is addressed to the Assistant Commissioner for Patents, Washington, D.C. 20231.

By: 

Name: Wade Klingseisen

COMMUNICATION REGARDING PRIORITY DOCUMENT

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

Dear Sir:

Applicant hereby claims the benefit under Title 35, United States Code § 119 of foreign priority as follows:

<u>Application No.</u>	<u>Filing Date</u>	<u>Country</u>
99 03768	March 23, 1999	France

The priority document will be furnished at a later date.

Respectfully submitted,

MERCHANT & GOULD, P.C.
3100 Norwest Center
90 South 7th Street
Minneapolis, MN 55402
(612) 332-5300

Dated: March 6, 2000

By: 

John J. Gresens
Reg. No. 33,112
JJG/tvm



BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

RECEIVED
NOV - 3 2000
TC 2700 MAIL ROOM

COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le

04 OCT. 2000

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐

Cet imprimé est à remplir à l'encre noire en lettres capitales

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

Réservé à l'INPI

DATE DE REMISE DES PIÈCES **23 MARS 1999**

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL **99 03768**

DÉPARTEMENT DE DÉPÔT

DATE DE DÉPÔT **23 MARS 1999**

**N. P. I.
RENNES**

1 **NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE
À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE**

**Patrice VIDON
Cabinet Patrice VIDON**

**CENTRE D AFFAIRES LE NOBEL BAT A
2 ALLEE A BECQUEREL BP 90333
35703 RENNES CEDEX 7**

n° du pouvoir permanent 5308 références du correspondant 02.99.38.23.00
téléphone

2 **DEMANDE Nature du titre de propriété industrielle**

☒ brevet d'invention

☐ demande divisionnaire

☐ certificat d'utilité

☐ transformation d'une demande
de brevet européen

☐ demande initiale

☐ brevet d'invention

☐ certificat d'utilité n°

date

Établissement du rapport de recherche

☐ différé

☒ immédiat

Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance

☐ oui

☐ non

Titre de l'invention (200 caractères maximum)

**Emetteur radiofréquence à fort degré d'intégration et avec annulation d'image,
éventuellement auto-calibrée.**

3 **DEMANDEUR (S)** n° SIREN

code APE-NAF

Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination

FRANCE TELECOM

Forme juridique

Société Anonyme

Nationalité (s)

Française

Adresse (s) complète (s)

Pays

**6 place D'Alleray
75015 PARIS**

FRANCE

En cas d'insuffisance de place, poursuivre sur papier libre ☐

4 **INVENTEUR (S)** Les inventeurs sont les demandeurs

☐ oui

☒ non

Si la réponse est non, fournir une désignation séparée

5 **RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES**

☐ requise pour la 1ère fois

☐ requise antérieurement au dépôt ; joindre copie de la décision d'admission

6 **DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE**

pays d'origine

numéro

date de dépôt

nature de la demande

7 **DIVISIONS**

antérieures à la présente demande n°

date

n°

date

8 **SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE**

(nom et qualité du signataire)

**P. VIDON
(CPI 92-1250)**

SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION : SIGNATURE APRÈS ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE À L'INPI

DÉSIGNATION DE L'INVENTEUR

(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

DEPARTEMENT DES BREVETS

26bis, rue de Saint-Petersbourg
75800 Paris Cédex 08
Tél. : 01 53 04 53 04 - Télécopie : 01 42 93 59 30

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

9903768

TITRE DE L'INVENTION :

**Emetteur radiofréquence à fort degré d'intégration et avec annulation d'image,
éventuellement auto-calibrée.**

LE(S) SOUSSIGNÉ(S)

**Patrice VIDON
Cabinet Patrice VIDON
Immeuble Germanium
80 avenue des Buttes de Coësmes
35700 RENNES**

DÉSIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) (indiquer nom, prénoms, adresse et souligner le nom patronymique) :

**Monsieur Eric ANDRE
18, rue Lachmann
38000 GRENOBLE**

9903768

NOTA : A titre exceptionnel, le nom de l'inventeur peut être suivi de celui de la société à laquelle il appartient (société d'appartenance) lorsque celle-ci est différente de la société déposante ou titulaire.

Date et signature (s) du (des) demandeur (s) ou du mandataire

**le 23 mars 1999
P. VIDON (CPI 92-1250)**

Emetteur radiofréquence à fort degré d'intégration et avec annulation d'image, éventuellement auto-calibrée.

Le domaine de l'invention est celui de la transmission de signaux par voie hertzienne.

5 On rappelle que l'émission d'un signal par voie hertzienne fait de plus en plus souvent appel à la modulation numérique, dont le principal avantage est de permettre l'utilisation d'algorithmes de traitement du signal. Ces derniers ont pour but d'augmenter la robustesse du signal à émettre vis-à-vis du canal de propagation.

10 Plus précisément, l'invention concerne un émetteur radiofréquence du type alimenté par deux signaux (ou composantes) en bande de base et en quadrature, $i(t)$ et $q(t)$, qui sont des images de deux flux binaires représentant une information à transmettre. En effet, quel que soit le type de modulation numérique, le signal à émettre $m(t)$ peut s'écrire : $m(t) = i(t).\cos(\omega t) - q(t).\sin(\omega t)$,
15 avec $\omega (= 2\pi f)$ la fréquence d'émission du signal (aussi appelée fréquence porteuse).

On connaît, dans l'état de la technique, différents types d'émetteur radiofréquence, basés chacun sur une architecture distincte. Les plus connus sont l'émetteur radiofréquence à transposition de fréquence, l'émetteur radiofréquence à conversion directe et l'émetteur radiofréquence à boucle à verrouillage de phase. Leurs inconvénients respectifs sont maintenant discutés.

L'émetteur radiofréquence à transposition de fréquence, qui permet une transposition à une fréquence intermédiaire FI, nécessite l'utilisation de filtres passe-bande sélectifs, afin de rejeter la fréquence image à celle du signal utile à émettre. Ce premier type d'émetteur radiofréquence offre de bonnes performances, grâce à une transposition en fréquence dans le domaine numérique. En revanche, la nécessité d'utiliser des filtres performants limite son degré d'intégration sur silicium.

L'émetteur radiofréquence à conversion directe présente l'architecture la plus simple et offre un niveau d'intégration élevé. Son point faible est sa grande sensibilité aux performances des éléments qui le composent. Notamment, il

convient d'éviter toute fuite de l'oscillateur local via le mélangeur, ou encore d'assurer une parfaite quadrature des signaux en sinus et cosinus. Or, ces impératifs sont souvent difficiles à respecter.

5 L'émetteur radiofréquence à boucle à verrouillage de phase présente de nombreux avantages, dont le fait de s'affranchir de filtres RF grâce à la caractéristique passe-bande de la boucle à verrouillage de phase (ou PLL, pour "Phase Lock Loop" en anglais). La nécessité d'avoir des signaux strictement en quadrature est également évitée. Toutefois, ces résultats ne sont possibles que si l'oscillateur contrôlé en tension (ou VCO, pour "Voltage Controlled Oscillator" en anglais) compris dans la PLL présente des performances élevées. Or, ceci n'est pas encore le cas des VCO intégrés. Par conséquent, l'émetteur radiofréquence à PLL ne permet pas d'offrir un niveau d'intégration élevé.

10 D'une manière générale, ces trois types d'architecture connus présentent donc un nécessaire compromis entre intégration, consommation et complexité. En d'autres termes, aucune de ces trois solutions connues n'est entièrement satisfaisante.

L'invention a notamment pour objectif de pallier ces différents inconvénients de l'état de la technique.

20 Plus précisément, l'un des objectifs de la présente invention est de fournir un émetteur radiofréquence offrant une bonne précision et présentant un très fort degré d'intégration sur silicium.

L'invention a également pour objectif de fournir un tel émetteur radiofréquence présentant une très faible sensibilité aux imperfections des éléments qui le composent.

25 Un autre objectif de l'invention est de fournir un tel émetteur radiofréquence permettant d'éviter une dégradation du signal utile.

Un objectif complémentaire de l'invention est de fournir un tel émetteur radiofréquence qui soit simple et présente un faible surplus de complexité par rapport aux architectures connues.

30 L'invention a également pour objectif de fournir un tel émetteur radiofréquence permettant de générer un signal résultant présentant une fréquence

image suffisamment faible pour pouvoir être supprimée avec un filtre aux contraintes relâchées (ce filtre pouvant donc être éventuellement intégré).

Dans une variante de réalisation, l'invention a également pour objectif de fournir un tel émetteur radiofréquence ne présentant pas de fréquence image, la fréquence image en sortie étant complètement atténuée, de façon automatique, grâce à un système d'auto-calibrage et de compensation des imperfections en gain et en phase.

Ces différents objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints selon l'invention à l'aide d'un émetteur radiofréquence, du type alimenté par deux signaux en bande de base et en quadrature, $i(nT)$ et $q(nT)$, qui sont des images de deux flux binaires représentant une information à transmettre, l'émetteur radiofréquence comprenant :

- des moyens de transposition en fréquence intermédiaire et de traitement numérique, assurant une première transposition dans le domaine numérique, à une fréquence intermédiaire ω_0 , desdits signaux en bande de base, et générant, par combinaison, deux signaux à la fréquence intermédiaire et en quadrature ;
- des moyens de conversion directe, assurant une seconde transposition dans le domaine analogique, après multiplication par une fréquence ω_1 , suivi d'une sommation, desdits deux signaux à la fréquence intermédiaire et en quadrature, de façon à générer un signal résultant qui se trouve au final modulé autour d'une fréquence ω_2 , avec : $\omega_2 = \omega_0 + \omega_1$.

La présente invention propose donc une architecture originale d'émetteur radiofréquence, combinant les architectures à conversion directe et à transposition de fréquence, et prévoyant en outre des moyens de traitement numérique, qui assurent un pré-traitement permettant d'atténuer, en sortie, la fréquence image introduite par les moyens de transposition en fréquence intermédiaire. Ainsi, cette nouvelle architecture combine le principal avantage de l'émetteur radiofréquence à conversion directe (pas de fréquence image) avec celui de l'émetteur radiofréquence à transposition de fréquence (pas de

dégradation du signal utile), tout en évitant leurs inconvénients (sensibilité aux imperfections, filtre image performant).

5 Dans la suite de la description, on montre que la présente invention fonctionne parfaitement si les deux voies des moyens de conversion directe ont le même gain et si les sinus et cosinus délivrés par l'oscillateur compris dans les moyens de conversion directe ne souffrent pas d'une mauvaise mise en quadrature.

10 On montre également que, dans le cas contraire, un signal perturbateur de faible puissance apparaît à la fréquence image, mais le signal utile n'est pratiquement pas dégradé. Par conséquent, il n'est pas impératif d'utiliser, en sortie, un filtre atténuant la fréquence image du signal utile. En tout état de cause, lorsque les performances exigées de la chaîne d'émission nécessitent l'utilisation d'un tel filtre, ce dernier peut présenter des contraintes relâchées du fait que la fréquence image est très atténuée et peut donc être supprimée aisément. En
15 d'autres termes, la qualité du signal émis peut être conservée sans impliquer des contraintes de filtrage image élevées. Dans certains cas, si ces contraintes sont suffisamment relâchées, le filtre image peut éventuellement être lui aussi intégré.

20 Il est à noter que la première transposition en fréquence et le traitement du signal sont effectués dans le domaine numérique, ce qui permet d'en exploiter la précision et le fort degré d'intégration (sur silicium par exemple).

On notera également que l'émetteur radiofréquence selon l'invention présente un très fort degré d'intégration (par exemple sur silicium), et peut même avantageusement être réalisé entièrement sous forme de circuit intégré. En effet, les moyens de conversion directe sont connus pour leur fort degré d'intégration
25 silicium. Par ailleurs, le niveau d'intégration des moyens de transposition en fréquence intermédiaire peut être relativement élevé puisqu'il n'est pas nécessaire d'utiliser des filtres performants. Enfin, les moyens de traitement numérique peuvent se résumer à un ensemble d'éléments couramment utilisés dans les systèmes intégrés sur silicium, et notamment dans les émetteurs à transposition
30 de fréquence. Cet ensemble d'éléments comprend par exemple un oscillateur

contrôlé numériquement (ou NCO pour "Numerically Controlled Oscillator) et des opérateurs linéaires (multiplieurs et additionneurs).

Par ailleurs, le surplus de complexité comparée à une architecture à conversion directe est négligeable.

5 Enfin, le passage par une première fréquence intermédiaire ω_0 générée dans le domaine numérique rend possible l'atténuation d'une éventuelle fuite de l'oscillateur local via les mélangeurs.

10 Dans un mode de réalisation avantageux de l'invention, ledit émetteur radiofréquence comprend en outre des moyens de compensation numérique des imperfections en gain et en phase desdits moyens de conversion directe.

15 Ainsi, en s'assurant qu'en sortie de l'émetteur radiofréquence le signal à la fréquence image est complètement atténué, on optimise les performances de l'émetteur radiofréquence selon l'invention et le signal résultant émis a des caractéristiques proches du cas idéal. Grâce à cette technique d'annulation d'image auto-calibrée, les erreurs introduites par la partie analogique (c'est-à-dire les moyens de conversion directe), sensible aux imperfections, sont compensées dans le domaine numérique.

20 Il est important de noter que, dans ce mode de réalisation particulier, aucun filtre de fréquence image n'est nécessaire. Cette nouvelle architecture d'émetteur radiofréquence fonctionne donc indépendamment de la fréquence porteuse choisie et est donc particulièrement adaptée aux systèmes de radiocommunication multistandards. Parmi les standards possibles, on peut citer, uniquement à titre d'exemple, les standards GSM (pour "Global System for Mobile communications" en anglais), DCS 1800 (pour "Digital Cellular System 1800 MHz" en anglais), PCS 1900 (pour "Personal Communication System" en anglais), DECT (pour "Digital European Cordless Telecommunications" en anglais), UMTS (pour "Universal Mobile Telecommunication System" en anglais), ...

25 Préférentiellement, lesdits moyens de conversion analogique/numérique
30 présentent une fréquence de travail sensiblement identique à la fréquence de

travail de moyens de conversion numérique/analogique compris dans lesdits moyens de conversion directe.

De façon préférentielle, lesdits moyens de compensation numérique sont inclus dans ledit circuit intégré. Ainsi, l'émetteur radiofréquence selon la présente invention peut être entièrement intégré, par exemple sur silicium.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description suivante de deux modes de réalisation préférentiels de l'invention, donnés à titre d'exemple indicatif et non limitatif, et des dessins annexés, dans lesquels :

- 10 - la figure 1 présente un schéma synoptique d'un premier mode de réalisation d'un émetteur radiofréquence selon la présente invention, avec annulation d'image "simple" ; et
- la figure 2 présente un schéma synoptique d'un second mode de réalisation d'un émetteur radiofréquence selon la présente invention, avec annulation d'image "auto-calibrée".

L'invention concerne donc un émetteur radiofréquence du type alimenté par deux signaux numériques en bande de base et en quadrature, $i(nT)$ et $q(nT)$, qui sont des images de deux flux binaires représentant une information à transmettre. T est la période d'échantillonnage.

De façon classique, et quelle que soit la modulation numérique mise en œuvre, on cherche à obtenir un signal à émettre $m(t)$ pouvant s'écrire :

$$m(t) = i(t) \cdot \cos(\omega t) - q(t) \cdot \sin(\omega t) \quad (1)$$

avec $\omega (= 2\pi f)$ la fréquence d'émission du signal (aussi appelée fréquence porteuse).

25 1. Premier mode de réalisation : annulation d'image "simple"

1.1 Présentation de l'architecture

On présente maintenant, en relation avec la figure 1, un premier mode de réalisation d'un émetteur radiofréquence selon la présente invention.

Dans ce premier mode de réalisation, l'émetteur radiofréquence comprend des moyens 1 de transposition en fréquence intermédiaire et de traitement numérique et des moyens 2 de conversion directe.

Les moyens 1 de transposition en fréquence intermédiaire et de traitement numérique génèrent deux signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$ à une fréquence intermédiaire ω_0 et en quadrature. Ils comprennent :

- 5 - un oscillateur numérique (NCO, non représenté) à une fréquence intermédiaire ω_0 , délivrant les signaux suivants : $\cos(\omega_0.nT)$ et $\sin(\omega_0.nT)$;
- quatre multiplieurs 3_1 à 3_4 ; et
- deux additionneurs 4_1 et 4_2 .

10 Les multiplieurs 3_1 à 3_4 et les additionneurs 4_1 et 4_2 sont agencés de façon que les signaux $m_1(nT)$ et $m_2(nT)$ soient de la forme :

$$m_1(nT) = i(nT). \cos(\omega_0.nT) - q(nT). \sin(\omega_0.nT)$$

$$m_2(nT) = - i(nT). \sin(\omega_0.nT) - q(nT). \cos(\omega_0.nT)$$

Les moyens 2 de conversion directe génèrent un signal résultant $m(t)$. Ils comprennent :

- 15 - sur chacune des deux voies en quadrature, un convertisseur numérique/analogique (CNA) 5_1 , 5_2 et un filtre passe-bas 6_1 , 6_2 , permettant de transformer les deux signaux numériques $m_1(nT)$ et $m_2(nT)$ en deux signaux analogiques $m_1(t)$ et $m_2(t)$;
- 20 - un oscillateur local 7 à une fréquence d'émission ω_1 , délivrant les signaux suivants : $\cos(\omega_1.t)$ et $\sin(\omega_1.t)$;
- deux multiplieurs 8_1 et 8_2 ;
- un additionneur 9

Les multiplieurs 8_1 et 8_2 et l'additionneur 9 sont agencés de façon que le signal résultant $m(t)$ soit de la forme :

25
$$m(t) = g_1.m_1(t). \cos(\omega_1.t + \theta_1) + g_2.m_2(t). \sin(\omega_1.t + \theta_2)$$

où g_1 et g_2 sont les gains respectifs des deux voies en quadrature des moyens 2 de conversion directe, et θ_1 et θ_2 sont les déphasages respectifs des deux voies en quadrature des moyens 2 de conversion directe.

30 Comme présenté en détail dans la suite de la description, on montre que le signal résultant se trouve au final modulé autour d'une fréquence $\omega_2 (= \omega_0 + \omega_1)$.

Optionnellement, un filtre 17 à la fréquence image $\omega_2 (= \omega_1 - \omega_0)$ peut être placé en sortie de l'émetteur radiofréquence. Ce filtre 17 peut éventuellement être lui aussi inclus dans le circuit intégré sous la forme duquel est réalisé l'émetteur radiofréquence.

5 1.2 Explication du cas idéal

Le principe consiste donc à générer deux signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$ composés des deux voies en quadrature $i(t)$ et $q(t)$.

$$\begin{aligned} m_1(t) &= i(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - q(t) \cdot \sin(\omega_0 t) \\ m_2(t) &= -i(t) \cdot \sin(\omega_0 t) - q(t) \cdot \cos(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (2)$$

où $\omega_0 (= 2\pi \cdot f_0)$ est la première fréquence intermédiaire générée dans le domaine numérique.

Ensuite, les moyens 2 de conversion directe transposent les deux signaux autour de la fréquence porteuse ω_1 en les multipliant par $\sin(\omega_1 t + \phi)$ et $\cos(\omega_1 t + \phi)$.

Le signal résultant $m(t)$ s'écrit de la manière suivante :

$$\begin{aligned} m(t) &= m_1(t) \cdot \cos(\omega_1 t + \phi) + m_2(t) \cdot \sin(\omega_1 t + \phi) \\ &= i(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_1 t + \phi) - q(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \omega_1 t + \phi) \end{aligned} \quad (3)$$

$$m(t) = i(t) \cdot \cos(\omega_2 t + \phi) - q(t) \cdot \sin(\omega_2 t + \phi) \quad (4)$$

On obtient donc un signal modulé autour de la porteuse $\omega_2 = \omega_0 + \omega_1$, dont la particularité est de ne pas avoir de fréquence image autour de ω_1 . Le résultat formulé dans l'équation (4) se vérifie dans le cas idéal où l'émetteur à conversion directe a des caractéristiques parfaites. Malheureusement, ceci est rarement le cas.

20 1.3 Explication du cas réel

En tenant compte des imperfections, le signal résultant émis $m(t)$ s'écrit :

$$m(t) = g_1 \cdot m_1(t) \cdot \cos(\omega_1 t + \theta_1) + g_2 \cdot m_2(t) \cdot \sin(\omega_1 t + \theta_2) \quad (5)$$

L'équation (2) permet d'écrire l'équation (5) en faisant apparaître $i(t)$ et

25 $q(t)$:

$$\begin{aligned}
m(t) &= i(t) \cdot [g_1 \cdot \cos \omega_0 t \cdot \cos(\omega_1 t + \theta_1) - g_2 \cdot \sin \omega_0 t \cdot \sin(\omega_1 t + \theta_2)] \\
&\quad - q(t) \cdot [g_1 \cdot \sin \omega_0 t \cdot \cos(\omega_1 t + \theta_1) + g_2 \cdot \cos \omega_0 t \cdot \sin(\omega_1 t + \theta_2)] \\
m(t) &= \frac{i(t)}{2} \cdot \left\{ \begin{aligned} &g_1 [\cos(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta_1) + \cos(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta_1)] \\ &- g_2 [\cos(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta_2) - \cos(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta_2)] \end{aligned} \right\} \\
&\quad - \frac{q(t)}{2} \cdot \left\{ \begin{aligned} &g_1 [\sin(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta_1) + \sin(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta_1)] \\ &- g_2 [\sin(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta_2) - \sin(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta_2)] \end{aligned} \right\} \\
m(t) &= \frac{i(t)}{2} \cdot \left\{ \begin{aligned} &g_1 \cdot \cos(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta_1) - g_2 \cdot \cos(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta_2) \\ &+ g_1 \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta_1) + g_2 \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta_2) \end{aligned} \right\} \\
&\quad - \frac{q(t)}{2} \cdot \left\{ \begin{aligned} &g_1 \cdot \sin(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta_1) - g_2 \cdot \sin(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta_2) \\ &+ g_1 \cdot \sin(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta_1) + g_2 \cdot \sin(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta_2) \end{aligned} \right\}
\end{aligned} \tag{6}$$

En vue de simplifier le résultat décrit par l'équation (6), on pose :

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= \theta - \frac{\Delta\theta}{2} \\ \theta_2 &= \theta + \frac{\Delta\theta}{2} \end{aligned} \right\} \text{ avec } \theta = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \quad \text{et} \quad \left. \begin{aligned} g_1 &= g - \frac{\Delta g}{2} \\ g_2 &= g + \frac{\Delta g}{2} \end{aligned} \right\} \text{ avec } g = \frac{g_1 + g_2}{2} \tag{7}$$

Ce qui nous permet d'exprimer $m(t)$ sous la forme :

$$\begin{aligned}
m(t) &= \frac{i(t)}{2} \cdot \left\{ \begin{aligned} &g \cdot \left[\cos\left(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) - \cos\left(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ &- \frac{\Delta g}{2} \cdot \left[\cos\left(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \cos\left(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ &+ g \cdot \left[\cos\left(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \cos\left(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ &- \frac{\Delta g}{2} \cdot \left[\cos\left(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) - \cos\left(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \end{aligned} \right\} \\
&\quad - \frac{q(t)}{2} \cdot \left\{ \begin{aligned} &g \cdot \left[\sin\left(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) - \sin\left(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ &- \frac{\Delta g}{2} \cdot \left[\sin\left(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sin\left(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ &+ g \cdot \left[\sin\left(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sin\left(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ &- \frac{\Delta g}{2} \cdot \left[\sin\left(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) - \sin\left(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \end{aligned} \right\}
\end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned}
m(t) = i(t) & \cdot \left\{ \begin{aligned} & -g \cdot \sin(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \frac{\Delta g}{2} \cdot \cos(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \\ & + g \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \frac{\Delta g}{2} \cdot \sin(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \end{aligned} \right\} \\
- q(t) & \cdot \left\{ \begin{aligned} & g \cdot \cos(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \frac{\Delta g}{2} \cdot \sin(\omega_0 t - \omega_1 t - \theta) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \\ & + g \cdot \sin(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \frac{\Delta g}{2} \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_1 t + \theta) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \end{aligned} \right\}
\end{aligned} \quad (9)$$

En faisant intervenir la fréquence porteuse $\omega_2 = \omega_1 + \omega_0$ et sa fréquence image $\omega_{-2} = \omega_1 - \omega_0$:

$$\begin{aligned}
m(t) = i(t) & \cdot \left\{ \begin{aligned} & g \cdot \sin(\omega_{-2} t + \theta) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \frac{\Delta g}{2} \cdot \cos(\omega_{-2} t + \theta) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \\ & + g \cdot \cos(\omega_2 t + \theta) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \frac{\Delta g}{2} \cdot \sin(\omega_2 t + \theta) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \end{aligned} \right\} \\
- q(t) & \cdot \left\{ \begin{aligned} & g \cdot \cos(\omega_{-2} t + \theta) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \frac{\Delta g}{2} \cdot \sin(\omega_{-2} t + \theta) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \\ & + g \cdot \sin(\omega_2 t + \theta) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \frac{\Delta g}{2} \cdot \cos(\omega_2 t + \theta) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \end{aligned} \right\}
\end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
m(t) = & g \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot [i(t) \cdot \cos(\omega_2 t + \theta) - q(t) \cdot \sin(\omega_2 t + \theta)] \\
& - \frac{\Delta g}{2} \cdot \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot [i(t) \cdot \sin(\omega_2 t + \theta) + q(t) \cdot \cos(\omega_2 t + \theta)] \\
& + g \cdot \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot [i(t) \cdot \sin(\omega_{-2} t + \theta) - q(t) \cdot \cos(\omega_{-2} t + \theta)] \\
& - \frac{\Delta g}{2} \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot [i(t) \cdot \cos(\omega_{-2} t + \theta) + q(t) \cdot \sin(\omega_{-2} t + \theta)]
\end{aligned} \quad (11)$$

Le signal résultant $m(t)$ est donc constitué de :

- un signal utile (modulé autour de la porteuse ω_2), pondéré d'un gain égal à $g \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)$;
- une composante indésirable, dont l'amplitude est de l'ordre de $\frac{\Delta g}{2} \cdot \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)$;

- une image en ω_2 (due aux imperfections), dont la puissance dépend de l'écart en gain Δg et en phase $\Delta\theta$ entre les deux voies.

5 Le résultat de l'équation (11) montre que les imperfections en gain et en phase génèrent une composante parasite en ω_2 de puissance suffisamment faible pour être facilement filtrée. Par contre, elles influent très peu sur la qualité du signal utile.

10 Si on choisit une erreur sur le gain $\Delta g = 3\%$ et sur la phase (quadrature) $\Delta\theta = 3^\circ$, le C/I du signal utile (puissance du signal / puissance du perturbateur à la fréquence ω_2) est de 68 dBc, au lieu de 28 dBc pour une architecture à conversion directe classique. Le niveau de puissance du perturbateur présent à la fréquence image ω_2 est environ 28 dB en dessous du signal utile alors qu'il serait 25 fois plus élevé avec une structure à transposition de fréquence classique.

Comparée aux autres architectures, ce système original présente les avantages suivants :

- 15 - un gain identique pour les voies $i(t)$ et $q(t)$;
- une dégradation négligeable du signal utile ($\approx \Delta g \cdot \Delta\theta / 4$) ;
- une fréquence image très atténuée et pouvant être supprimée avec un filtre aux contraintes relâchées ;
- 20 - une complexité réduite comparée à un émetteur à conversion directe grâce à un traitement du signal effectué dans le domaine numérique.

De plus, le passage par une première fréquence intermédiaire FI (ω_0) générée dans le domaine numérique permet de pouvoir atténuer l'éventuelle fuite de l'oscillateur local via les mélangeurs.

25 **2. Second mode de réalisation : annulation d'image "auto-calibrée"**

2.1 Présentation de l'architecture

On présente maintenant, en relation avec la figure 2, un second mode de réalisation d'un émetteur radiofréquence selon la présente invention.

30 En effet, afin d'aller encore plus loin avec l'émetteur radiofréquence selon la présente invention, on se propose de compenser numériquement les erreurs en

gain et en phase introduites dans les moyens 2 de conversion directe. Ainsi, en sortie, le signal présent à la fréquence image sera complètement atténué.

5 Ce second mode de réalisation diffère du premier mode de réalisation (présenté ci-dessus en relation avec la figure 1), en ce qu'il comprend en outre des moyens 10, 11 de compensation numérique des imperfections en gain Δg et en phase $\Delta \theta$ des moyens 2 de conversion directe. Ces moyens de compensation comprennent eux-mêmes des moyens 10 d'estimation des imperfections Δg et $\Delta \theta$, et des moyens 11 d'application d'une correction aux deux signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$, de façon à générer deux signaux corrigés, $m_{1c}(t)$ et $m_{2c}(t)$.

10 Dans le mode de réalisation présenté sur la figure 2, les moyens 10 d'estimation des imperfections comprennent :

- des moyens 12 de transposition, assurant une troisième transposition dans le domaine analogique, par multiplication du signal résultant $m(t)$ par la fréquence d'émission ω_1 , de façon à
15 générer un signal intermédiaire : $m'(t) = g_3.m(t).\cos(\omega_1 t + \theta_1)$, où g_3 est le gain introduit par les moyens 12 de transposition, 13 de filtrage, 14 de conversion A/N.
- un filtre passe-bas 13, assurant un filtrage du signal intermédiaire $m'(t)$ et générant un signal intermédiaire filtré $m'(t)$;
- 20 - un convertisseur analogique/numérique (CAN) 14, permettant de convertir en numérique le signal intermédiaire filtré $m'(t)$;
- des moyens 15 de calcul des imperfections en gain Δg et en phase $\Delta \theta$ à partir du signal intermédiaire filtré numérique $m'(t)$.

25 Il est à noter que les moyens 1 de transposition en fréquence intermédiaire et de traitement numérique, les moyens 15 de calcul des imperfections et les moyens 11 d'application d'une correction aux deux signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$ peuvent être compris dans un même processeur de signaux numériques (ou DSP) 16.

Le fonctionnement de ce second mode de réalisation de l'émetteur radiofréquence peut être décomposé en trois phases successives, à savoir :

- 30 - récupération du signal résultant émis $m(t)$;
- calcul des coefficients de correction Δg et $\Delta \theta$;

- calcul du signal résultant corrigé $m_c(t)$.

Ces trois phases sont maintenant décrites successivement, dans les paragraphes 2.2 à 2.4 respectivement.

2.2 Récupération du signal résultant émis

- 5 Le signal résultant $m(t)$ est multiplié par la fréquence ω_1 de l'oscillateur local 7 (ce dernier est compris dans les moyens 2 de conversion directe). Ainsi, $m(t)$ est transposé à une fréquence plus basse, fixe, avant conversion analogique/numérique.

Le signal résultant s'écrit : $m'_3(t) = g_3 \cdot m(t) \cdot \cos\left(\omega_1 t + \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right)$.

- 10 En développant le produit ci-dessus et en supposant $g_3 = 1$, $m'(t)$ s'exprime :

$$\begin{aligned}
 m'_3(t) = & g \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \cos\left(2\omega_1 t + \omega_0 t + 2\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right. \\
 & \left. - \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sin\left(2\omega_1 t + \omega_0 t + 2\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right\} \\
 & - \frac{\Delta g}{2} \cdot \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sin\left(2\omega_1 t + \omega_0 t + 2\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right. \\
 & \left. + \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \cos\left(2\omega_1 t + \omega_0 t + 2\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right\} \\
 & + g \cdot \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\sin\left(-\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sin\left(2\omega_1 t - \omega_0 t + 2\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right. \\
 & \left. - \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\cos\left(-\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \cos\left(2\omega_1 t - \omega_0 t + 2\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right\} \\
 & - \frac{\Delta g}{2} \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\cos\left(-\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \cos\left(2\omega_1 t - \omega_0 t + 2\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right. \\
 & \left. + \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\sin\left(-\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sin\left(2\omega_1 t - \omega_0 t + 2\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right\}
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

Le filtrage passe-bas (filtre 13) supprime les composantes $2\omega_1 t \pm \omega_0 t$ et donne :

$$\begin{aligned}
 m'(t) = & g \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left[\frac{i(t)}{2} \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) - \frac{q(t)}{2} \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\
 & - \frac{\Delta g}{2} \cdot \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left[\frac{i(t)}{2} \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \frac{q(t)}{2} \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\
 & - g \cdot \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left[\frac{i(t)}{2} \cdot \sin\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \frac{q(t)}{2} \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\
 & - \frac{\Delta g}{2} \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left[\frac{i(t)}{2} \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) - \frac{q(t)}{2} \cdot \sin\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right]
 \end{aligned} \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
 m'(t) = & g \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left\{ \begin{aligned} & \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \sin(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ & - \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\sin(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \cos(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \end{aligned} \right\} \\
 & - \frac{\Delta g}{2} \cdot \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left\{ \begin{aligned} & \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\sin(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \cos(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ & + \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \sin(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \end{aligned} \right\} \\
 & - g \cdot \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left\{ \begin{aligned} & \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\sin(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \cos(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ & + \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sin(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \end{aligned} \right\} \\
 & - \frac{\Delta g}{2} \cdot \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \left\{ \begin{aligned} & \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sin(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ & - \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\sin(\omega_0 t) \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \cos(\omega_0 t) \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \end{aligned} \right\}
 \end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned}
m'(t) = g \cdot & \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) \cos^2\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \sin(\omega_0 t) \frac{\sin(\Delta\theta)}{2} \right] \right. \\
& \left. - \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\sin(\omega_0 t) \cos^2\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \cos(\omega_0 t) \frac{\sin(\Delta\theta)}{2} \right] \right\} \\
& - \frac{\Delta g}{2} \cdot \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\sin(\omega_0 t) \frac{\sin(\Delta\theta)}{2} + \cos(\omega_0 t) \sin^2\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right. \\
& \left. + \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) \frac{\sin(\Delta\theta)}{2} - \sin(\omega_0 t) \sin^2\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right\} \\
& - g \cdot \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\sin(\omega_0 t) \frac{\sin(\Delta\theta)}{2} - \cos(\omega_0 t) \sin^2\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right. \\
& \left. + \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) \frac{\sin(\Delta\theta)}{2} + \sin(\omega_0 t) \sin^2\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \right\} \\
& - \frac{\Delta g}{2} \cdot \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[\cos(\omega_0 t) \cos^2\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) + \sin(\omega_0 t) \frac{\sin(\Delta\theta)}{2} \right] \right. \\
& \left. - \frac{q(t)}{2} \cdot \left[\sin(\omega_0 t) \cos^2\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) - \cos(\omega_0 t) \frac{\sin(\Delta\theta)}{2} \right] \right\} \quad (15)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
m'(t) = g \cdot & \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot [\cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t) \sin(\Delta\theta)] - \frac{q(t)}{2} \cdot [\sin(\omega_0 t) + \cos(\omega_0 t) \sin(\Delta\theta)] \right\} \\
& - \frac{\Delta g}{2} \cdot \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot [\cos(\omega_0 t) + \sin(\omega_0 t) \sin(\Delta\theta)] - \frac{q(t)}{2} \cdot [\sin(\omega_0 t) - \cos(\omega_0 t) \sin(\Delta\theta)] \right\} \quad (16)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
m'(t) = & \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[g - \frac{\Delta g}{2} \right] - \frac{q(t)}{2} \cdot \left[g + \frac{\Delta g}{2} \right] \sin(\Delta\theta) \right\} \cos(\omega_0 t) \\
& - \left\{ \frac{i(t)}{2} \cdot \left[g + \frac{\Delta g}{2} \right] \sin(\Delta\theta) + \frac{q(t)}{2} \cdot \left[g - \frac{\Delta g}{2} \right] \right\} \sin(\omega_0 t) \quad (17)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
m'(t) = i'(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - q'(t) \cdot \sin(\omega_0 t) \quad \text{avec} \quad & \begin{cases} i'(t) = a \cdot i(t) - b \cdot q(t) \\ q'(t) = b \cdot i(t) + a \cdot q(t) \end{cases} \\
a = \frac{2g - \Delta g}{4}, \quad b = \frac{2g + \Delta g}{4} \sin(\Delta\theta) & \quad (18)
\end{aligned}$$

5 A partir de l'équation (18), on cherche à extraire les coefficients 'a' et 'b' afin d'en déduire les valeurs de Δg et $\Delta\theta$. Sachant que $i^2(t) + q^2(t) = 1$, on a :

$$\begin{aligned}
a &= i(t) \cdot i'(t) + q(t) \cdot q'(t) \\
b &= i(t) \cdot q'(t) - q(t) \cdot i'(t) \quad (19)
\end{aligned}$$

Dans le cas réel où $g_3 \neq 0$, les coefficients 'a' et 'b' s'écrivent :

$$a = g_3 \cdot \frac{2g - \Delta g}{4} \quad \text{et} \quad b = g_3 \cdot \frac{2g + \Delta g}{4} \sin \Delta \theta \quad (20)$$

2.3 Calcul des coefficients de correction

5 Connaissant les valeurs théoriques des gains 'g' et 'g₃', on veut calculer Δg , $\Delta \theta$ et la valeur réelle de g_3 à partir des coefficients 'a' et 'b'. L'équation (20) nous donne :

$$a + b = \frac{g_3}{4} [2g(1 + \sin \Delta \theta) - \Delta g(1 - \sin \Delta \theta)] \quad (21)$$

En supposant, dans une première approximation $\sin \Delta \theta \approx 0$ et $\Delta g \ll g$, on en déduit une estimation du gain g_3 :

$$10 \quad \hat{g}_3 = \frac{2(a+b)}{g} = \frac{2}{g} [i'(t) + q'(t)] [i(t) - q(t)] \quad (22)$$

En conservant l'approximation $\sin \Delta \theta \approx 0$ et connaissant la valeur théorique de g_3 , on détermine rapidement Δg :

$$\Delta g \approx \frac{2g}{g_3} (g_3 - \hat{g}_3) = 2g - \frac{4}{g_3} [i'(t) + q'(t)] [i(t) - q(t)] \quad (23)$$

15 En faisant intervenir le gain calculé dans (22), le coefficient $\Delta \theta$ se déduit de l'équation (20) avec l'hypothèse que $\sin \Delta \theta \approx \Delta \theta$ et $\Delta g \cdot \sin \Delta \theta \approx 0$:

$$\Delta \theta \approx \frac{b}{g \cdot g_3} = \frac{1}{g \cdot g_3} [i(t) \cdot q'(t) - q(t) \cdot i'(t)] \quad (24)$$

En choisissant des valeurs en puissance de 2 pour les gains théoriques 'g' et 'g₃', on simplifie le calcul des coefficients de correction en évitant une division coûteuse en silicium.

20

2.4 Calcul du signal résultant corrigé

Après calcul des coefficients de correction Δg et $\Delta \theta$, il faut construire le nouveau signal d'émission corrigé $m_c(t)$:

$$m_c(t) = m_{lc}(t) \cdot \left(g - \frac{\Delta g}{2}\right) \cos\left(\omega_1 t + \theta - \frac{\Delta \theta}{2}\right) + m_{2c}(t) \cdot \left(g + \frac{\Delta g}{2}\right) \sin\left(\omega_1 t + \theta + \frac{\Delta \theta}{2}\right) \quad (25)$$

où $m_{1c}(t)$ et $m_{2c}(t)$ sont les deux voies corrigées en gain et en phase :

$$\begin{aligned} m_{1c}(t) &= \frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta g}{2g}\right)} \left[i(t) \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) - q(t) \cdot \sin\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\ m_{2c}(t) &= \frac{-1}{\left(1 + \frac{\Delta g}{2g}\right)} \left[i(t) \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + q(t) \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (26)$$

En développant l'équation (25), il vient :

$$\begin{aligned} m_c(t) &= i(t) \cdot \cos\left(\omega_1 t + \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) - q(t) \cdot \cos\left(\omega_1 t + \theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \sin\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \\ &\quad - i(t) \cdot \sin\left(\omega_1 t + \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) - q(t) \cdot \sin\left(\omega_1 t + \theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} m_c(t) &= \frac{i(t)}{2} \cdot [\cos(\omega_1 t - \omega_0 t + \theta) + \cos(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta - \Delta\theta)] \\ &\quad + \frac{q(t)}{2} \cdot [\sin(\omega_1 t - \omega_0 t + \theta) - \sin(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta - \Delta\theta)] \\ &\quad - \frac{i(t)}{2} \cdot [\cos(\omega_1 t - \omega_0 t + \theta) - \cos(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta + \Delta\theta)] \\ &\quad - \frac{q(t)}{2} \cdot [\sin(\omega_1 t - \omega_0 t + \theta) + \sin(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta + \Delta\theta)] \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} m_c(t) &= \frac{i(t)}{2} \cdot [\cos(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta - \Delta\theta) + \cos(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta + \Delta\theta)] \\ &\quad - \frac{q(t)}{2} \cdot [\sin(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta - \Delta\theta) + \sin(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta + \Delta\theta)] \end{aligned} \quad (29)$$

$$m_c(t) = [i(t) \cdot \cos(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta) - q(t) \cdot \sin(\omega_1 t + \omega_0 t + \theta)] \cos \Delta\theta \quad (30)$$

En posant à nouveau $\omega_2 = \omega_1 + \omega_0$, on retrouve l'expression du signal $m(t)$ formulée dans le cas idéal (équation (4), avec $g = 1$) avec un gain $\cos \Delta\theta$. En considérant $\cos \Delta\theta \approx 1 - \frac{\Delta\theta^2}{2} \approx 1$, on simplifie le système de correction sans dégrader la qualité signal puisque ce gain s'applique aux deux voies $i(t)$ et $q(t)$. Si $\Delta\theta = 5^\circ$, l'erreur résultante est d'environ 0,4% sur l'amplitude du signal émis.

L'expression simplifiée des deux voies corrigées en gain et en phase $m_{1c}(t)$ et $m_{2c}(t)$ s'écrit :

$$\begin{aligned}
 m_{1c}(t) &= \left(1 + \frac{\Delta g}{2g}\right) \cdot \left[i(t) \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) - q(t) \cdot \sin\left(\omega_0 t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right] \\
 m_{2c}(t) &= -\left(1 - \frac{\Delta g}{2g}\right) \cdot \left[i(t) \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + q(t) \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\theta}{2}\right) \right]
 \end{aligned}
 \tag{31}$$

En d'autres termes, les moyens 11 d'application d'une correction aux deux signaux $m_1(t)$ et $m_2(t)$ appliquent :

- sur la première voie : un gain égal à $(1 + \Delta g/2g)$, ainsi qu'un déphasage égal à $(- \Delta\theta/2)$;
- sur la seconde voie : un gain égal à $(1 - \Delta g/2g)$, ainsi qu'un déphasage égal à $(+ \Delta\theta/2)$.

De cette manière, on évite toute opération de division pour le calcul du signal corrigé ; dans l'hypothèse où la valeur théorique du gain 'g' est choisie de façon à être un multiple d'une puissance de 2.

Les algorithmes de calcul de Δg et $\Delta\theta$ ont été simulés avec succès : l'erreur est compensée après 5 itérations au plus, selon les ordres de grandeur de Δg et $\Delta\theta$ (jusqu'à 10 % et 8° respectivement) et avec une erreur allant jusqu'à 12% sur la valeur de g_3 .

A travers la description détaillée ci-dessus de deux modes de réalisation particuliers, la nouvelle architecture d'émetteur radiofréquence selon la présente invention a été décrite.

On rappelle qu'elle combine les avantages de l'émetteur à conversion directe (pas de fréquence image) sans en avoir les inconvénients (pas de dégradation du signal utile). Grâce au système d'auto-calibrage, les erreurs introduites par la partie analogique sensible aux imperfections sont compensées dans le domaine numérique. Ainsi, le signal résultant qui est émis a des caractéristiques proches du cas idéal.

Les fonctions de traitement du signal sont réalisées dans le domaine numérique afin d'en exploiter la précision et le fort degré d'intégration sur silicium. Le convertisseur analogique/numérique (CAN) 14 est par exemple de type « delta-sigma passe-bande », dont la fréquence de travail est de préférence identique à celle des deux CNA 5₁ et 5₂. Le filtre analogique passe-bas 13 a des contraintes relâchées : un filtre d'ordre 2 est suffisant dans la plupart des cas.

L'émetteur radiofréquence selon l'invention présente une complexité relativement faible comparée au reste de la chaîne d'émission et possède l'avantage d'être complètement intégrable sur silicium.

REVENDICATIONS

1. Emetteur radiofréquence, du type alimenté par deux signaux en bande de base et en quadrature, $i(nT)$ et $q(nT)$, qui sont des images de deux flux binaires représentant une information à transmettre, caractérisé en ce qu'il comprend :

5 - des moyens (1) de transposition en fréquence intermédiaire et de traitement numérique, assurant une première transposition dans le domaine numérique, à une fréquence intermédiaire ω_0 , desdits signaux en bande de base, et générant, par combinaison, deux signaux à la fréquence intermédiaire et en quadrature ;

10 - des moyens (2) de conversion directe, assurant une seconde transposition dans le domaine analogique, après multiplication par une fréquence ω_1 , suivi d'une sommation, desdits deux signaux à la fréquence intermédiaire et en quadrature, de façon à générer un signal résultant qui se trouve au final modulé autour d'une fréquence ω_2 , avec : $\omega_2 = \omega_0 + \omega_1$.

15 2. Emetteur radiofréquence selon la revendication 1, caractérisé en ce que lesdits deux signaux à la fréquence intermédiaire et en quadrature sont de la forme :

$$* \quad m_1(t) = i(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - q(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$$

$$* \quad m_2(t) = -i(t) \cdot \sin(\omega_0 t) - q(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

20 et en ce que ledit signal résultant est de la forme :

$$* \quad m(t) = g_1 \cdot m_1(t) \cdot \cos(\omega_1 t + \theta_1) + g_2 \cdot m_2(t) \cdot \sin(\omega_1 t + \theta_2)$$

où : - g_1 et g_2 sont les gains respectifs des deux voies en quadrature desdits moyens de conversion directe ;

- θ_1 et θ_2 sont les déphasages respectifs des deux voies en quadrature desdits moyens de conversion directe.

25

3. Emetteur radiofréquence selon l'une quelconque des revendications 1 et 2, caractérisé en ce qu'il est réalisé sous forme de circuit intégré.

4. Emetteur radiofréquence selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce qu'il comprend en outre des moyens (17) de filtrage, recevant et filtrant ledit signal résultant, de façon à supprimer au moins en partie une

30

composante parasite dudit signal résultant, à une fréquence ω_2 image de ladite fréquence ω_2 .

5 5. Emetteur radiofréquence selon les revendications 3 et 4, caractérisé en ce qu'au moins une partie desdits moyens (17) de filtrage est incluse dans ledit circuit intégré.

6. Emetteur radiofréquence selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'il comprend en outre des moyens (10, 11) de compensation numérique des imperfections en gain et en phase desdits moyens de conversion directe.

10 7. Emetteur radiofréquence selon la revendication 6, caractérisé en ce que lesdits moyens de compensation numérique comprennent :

- des moyens (10) d'estimation des imperfections en gain Δg et en phase $\Delta \theta$ desdits moyens de conversion directe, avec :

$$* \quad \Delta g = g_2 - g_1$$

15 $* \quad \Delta \theta = \theta_2 - \theta_1$

- des moyens (11) d'application d'une correction auxdits deux signaux à la fréquence intermédiaire et en quadrature, de façon à générer deux signaux corrigés, $m_{1c}(t)$ et $m_{2c}(t)$, à la fréquence intermédiaire et en quadrature, le signal résultant corrigé correspondant s'écrivant :

20 $* \quad m_c(t) = g_1.m_{1c}(t).\cos(\omega_1 t + \theta_1) + g_2.m_{2c}(t).\sin(\omega_1 t + \theta_2)$

8. Emetteur radiofréquence selon la revendication 7, caractérisé en ce que lesdits moyens (10) d'estimation des imperfections comprennent :

- des moyens (12) de transposition, assurant une troisième transposition dans le domaine analogique, par multiplication dudit signal résultant par ladite fréquence d'émission ω_1 , de façon à générer le signal intermédiaire suivant:

$$* \quad m'_3(t) = g_3.m(t).\cos(\omega_1 t + \theta_1)$$

où g_3 est le gain introduit par lesdits moyens (12) de transposition, (13) de filtrage, (14) de conversion A/N.

- 30 - des moyens (13) de filtrage passe-bas, assurant un filtrage dudit signal intermédiaire et générant un signal intermédiaire filtré $m'(t)$;

- des moyens (14) de conversion analogique/numérique, permettant de convertir en numérique ledit signal intermédiaire filtré $m'(t)$;
- des moyens (15) de calcul desdites imperfections en gain Δg et en phase $\Delta\theta$ à partir du signal intermédiaire filtré numérique généré par lesdits moyens de conversion analogique/numérique.

5

9. Emetteur radiofréquence selon la revendication 8, caractérisé en ce que lesdits moyens (15) de calcul des imperfections en gain Δg et en phase $\Delta\theta$ comprennent:

- des moyens de transformation dudit signal intermédiaire filtré numérique sous la forme :

10

$$* \quad m'(t) = i'(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - q'(t) \cdot \sin(\omega_0 t)$$

et en ce que les imperfections en gain Δg et en phase $\Delta\theta$ sont estimées selon les formules suivantes :

$$* \quad \Delta g = 2g - (4/g_3) \cdot [i'(t) + q'(t)] \cdot [i(t) - q(t)]$$

15

$$* \quad \Delta\theta = (1/g \cdot g_3) \cdot [i(t) \cdot q'(t) - q(t) \cdot i'(t)].$$

10. Emetteur radiofréquence selon l'une quelconque des revendications 8 et 9, caractérisé en ce que lesdits gains g et g_3 possèdent des valeurs en puissance de 2.

11. Emetteur radiofréquence selon l'une quelconque des revendications 7 à 10, caractérisé en ce que lesdits deux signaux corrigés, à la fréquence intermédiaire et en quadrature, s'écrivent, sous la forme simplifiée suivante :

20

$$* \quad m_{1c}(t) = (1 + (\Delta g/2g)) \cdot [i(t) \cdot \cos(\omega_0 t - (\Delta\theta/2)) - q(t) \cdot \sin(\omega_0 t - (\Delta\theta/2))]$$

$$* \quad m_{2c}(t) = - (1 - (\Delta g/2g)) \cdot [i(t) \cdot \sin(\omega_0 t + (\Delta\theta/2)) - q(t) \cdot \cos(\omega_0 t + (\Delta\theta/2))].$$

12. Emetteur radiofréquence selon l'une quelconque des revendications 6 à 11, caractérisé en ce que lesdits moyens (14) de conversion analogique/numérique présentent une fréquence de travail sensiblement identique à la fréquence de travail de moyens (5_1 , 5_2) de conversion numérique/analogique compris dans lesdits moyens (2) de conversion directe.

25

13. Emetteur radiofréquence selon la revendication 3 et l'une quelconque des revendications 6 à 12, caractérisé en ce que lesdits moyens (10, 11) de compensation numérique sont inclus dans ledit circuit intégré.

30

1/1
FIG. 1

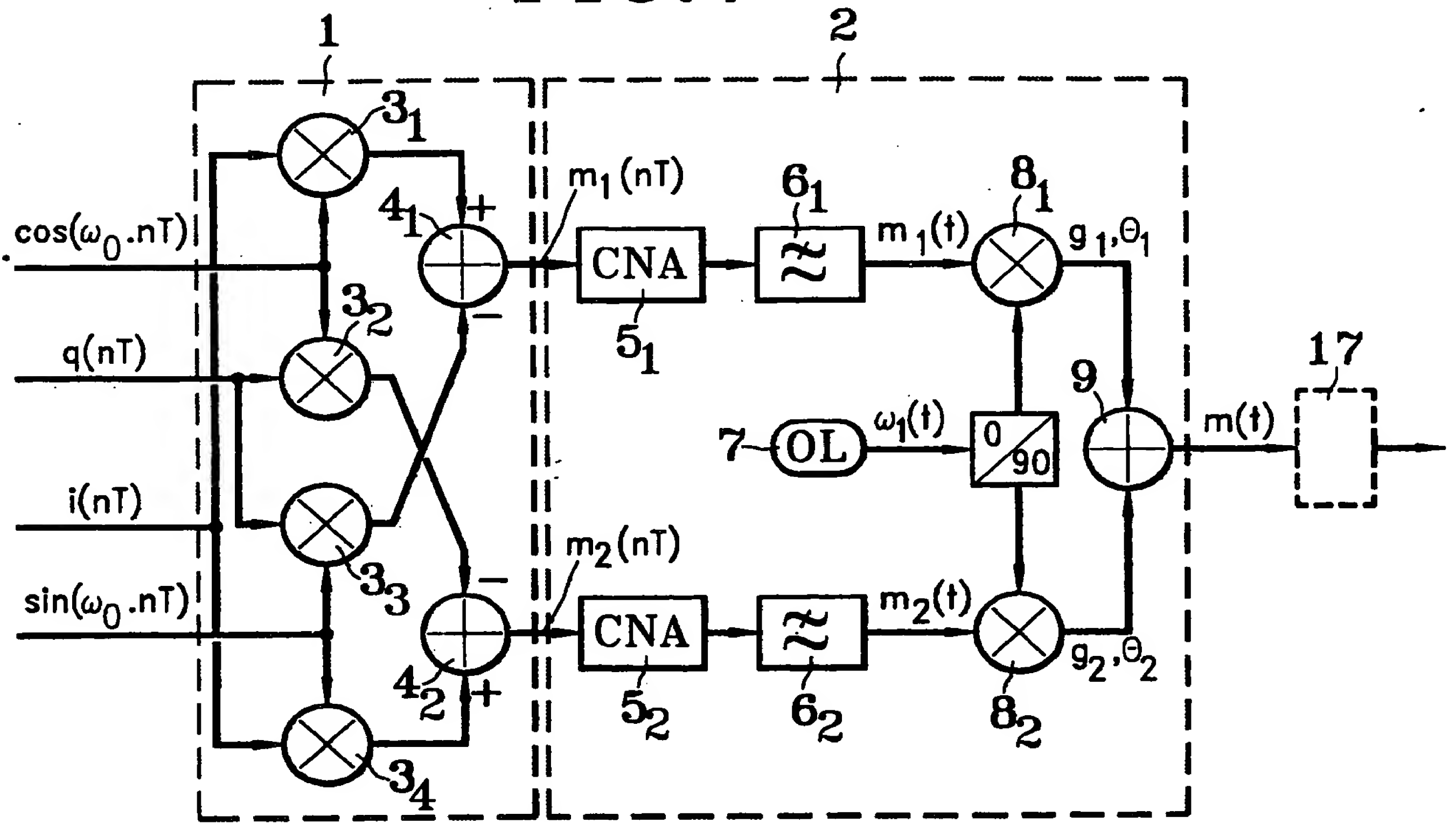


FIG. 2

